BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

dr. Blan

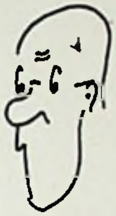
6

televisie cursus

vormingscentrum voor radio en elektronica

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

dr. Blan Televisie-cursus



LES 6

DE GELUIDS-ONTVANGST
(FM EN AM)

UITGEVERIJ VAN TECHNISCHE BOEKEN EN TIJDSCHRIFTEN

DE MUIDERKRING - BUSSUM - NEDERLAND

TELEFOON 5600 (0 2959) — POSTGIRO 83214

INHOUDSOPGAVE

Geluids m.f.-versterker 3

AM-geluidsdetectie 4

Amplitude modulatie 5

Frequentie modulatie 7

Pre-emphasis en de-emphasis 8

Voordelen FM 8

Begrenzer 9

De Faze-discriminator 10

Ratio-detector 13

Het interdraaggolfsysteem 15

Vragen bij de zesde les 21

COPYRIGHT DE MUIDERKRING – BUSSUM – NEDERLAND
NADRUK, OOK GEDEELTELIJK, IS VERBODEN

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

We zijn nu aangekomen op het punt waarop zich de duidelijke verschillen tussen het C.C.I.R.-systeem (voor o.a. Nederland en Duitsland) en het Franse systeem (o.a. voor België en Frankrijk) gaan aftekenen. Bij C.C.I.R. en trouwens alle systemen, waarbij het geluid door middel van frequentie modulatie wordt uitgezonden maakt men thans gebruik van het Interdraaggolfsysteem (Eng.: intercarrier modulation. Frans: système interporteuse) in verband met de grote vereenvoudigingen, die daardoor mogelijk zijn; bij de systemen waarbij het geluid in a m p l i t u d e is gemoduleerd (AM) moet men voor het geluid een a f z o n d e r l i j k e middelfrequentversterker toepassen.
Voor we verder gaan dienen we echter uitdrukkelijk vast te stellen, dat de wijze van beeldmodulatie positief of negatief hier niets mee te maken heeft.

GELUIDS MF-VERSTERKER

We zullen beginnen met de afzonderlijke m.f.-versterker voor het geluid, die oorspronkelijk trouwens ook voor de C.C.I.R.-ontvangers werd toegepast (fig. 1). Zoals we bij de m.f.- en

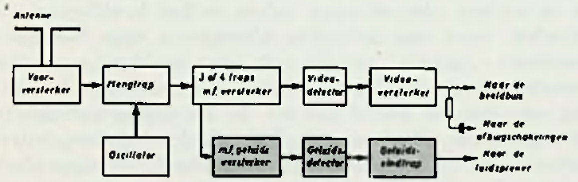


Fig. 1a

Blokschema met afzonderlijk m.f.-kanaal voor het geluid (AM).

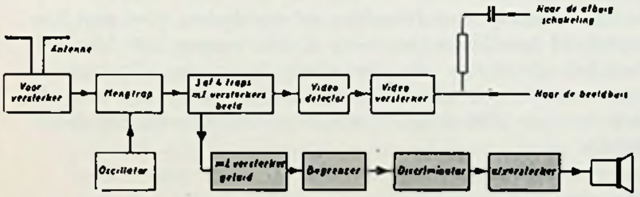


Fig. 1b

Blokschema met afzonderlijk m.f.-kanaal voor het geluid (FM).

mengtrappen reeds zagen kunnen deze tevens dienen voor dit geluidskanaal; na de mengbuis s c h e i d e n zich de geluids- en beeldwegen. In fig. 2 zien we een wijze van „uit-

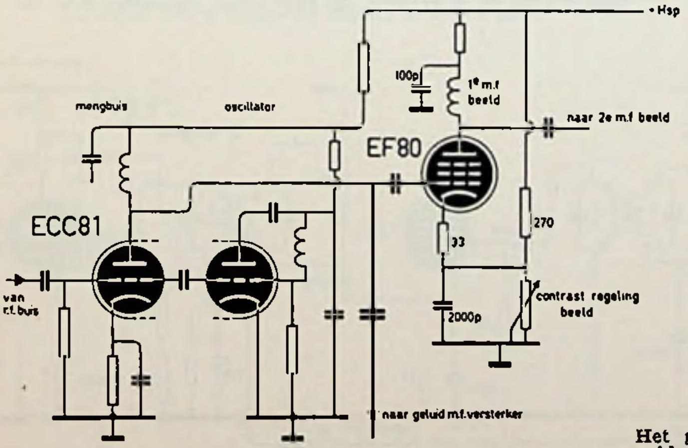


Fig. 2

Het geluids-m.f.-kanaal, uitgekoppeld na de mengbuis.

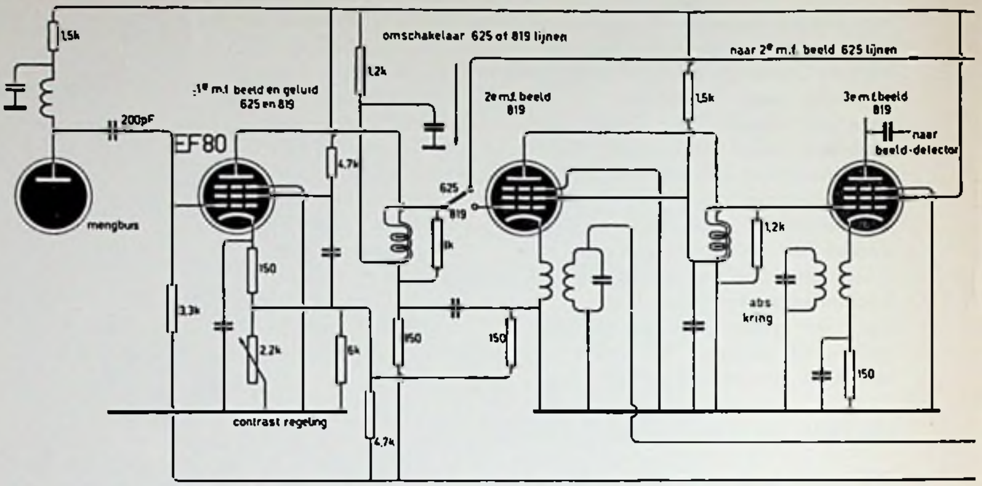


Fig. 3

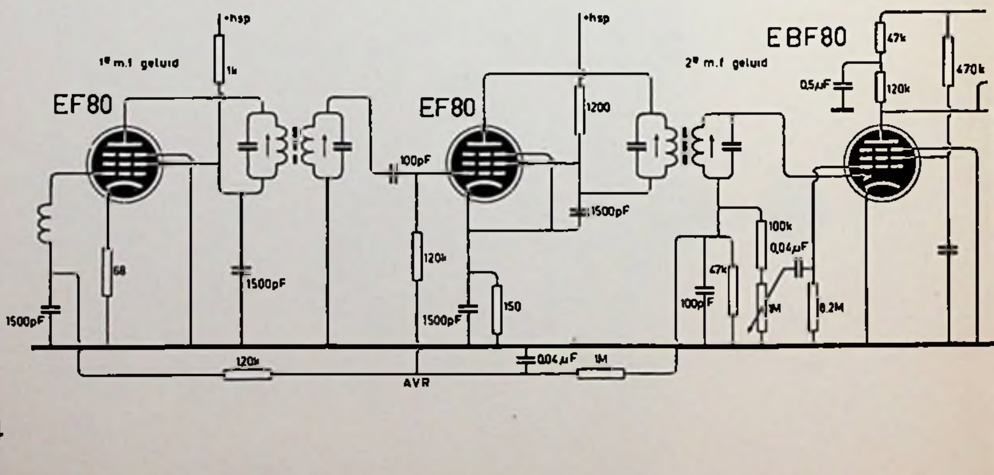
koppelen", waarbij tevens de gelegenheid aangegrepen wordt om te zorgen, dat er geen geluid in het beeldkanaal kan belanden, want een dergelijke afstemkring voor het geluid absorbeert „geluids"-energie uit de beeld-m.f.-versterker, evenals een speciale absorbtiekring dit zou doen. In fig. 3 zien we, dat het geluid pas na de 1e gemeenschappelijke m.f.-trap wordt uitgekoppeld. De geluids-middelfrequentversterker op zichzelf is overigens in het geheel niet ingewikkeld, omdat de bandbreedte véél smaller is dan die van het beeldkanaal.

In fig. 4 zien we een dergelijke m.f.-versterker. Men past hier uitsluitend bandfilters toe; twee à drie trappen zijn hier voldoende, afhankelijk van de plaats waar we uitgekoppeld hebben en tevens afhankelijk van wat er volgt: een normale detector voor AM-geluid of een discriminator voor FM-demodulatie.

AM GELUIDS-DETECTIE

We beginnen met de normale diode-detector voor AM. In fig. 5 zien we de opzet, die eigenlijk volstrekt niet verschilt van de overeenkomstige inrichting van een omroep-ontvanger. Toch brengt de uitzending op zeer hoge frequentie hier het

Fig. 4—5



BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

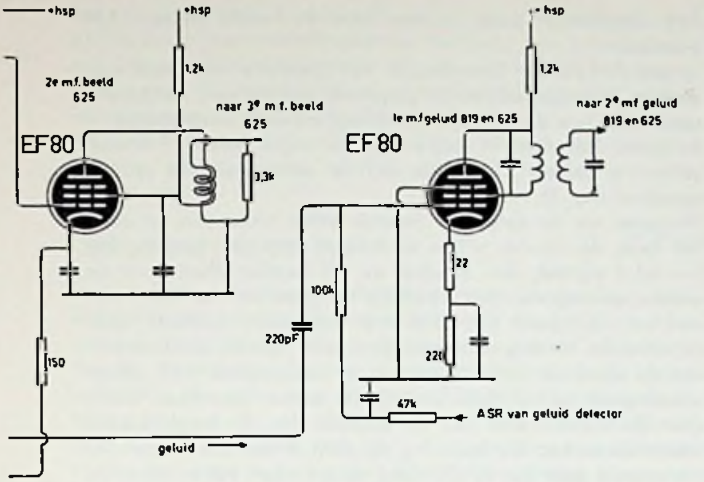


Fig. 3

Het geluids-m.f.-kanaal, uitgekoppeld na de eerste gemeenschappelijke m.f.-buis.

voordeel, dat we een bredere geluidsband kunnen uitzenden dan bij de normale omroep mogelijk is en dus dichter bij de ideale geluidsweergave (kunnen) komen.

De kanaalbreedte is meestal 50 kHz.

Na de detectie volgt een a.f.-versterkerbuis, meestal een pentode, die weer gevolgd wordt door een krachtige eindbuis en luidspreker; de gebruikelijke tegenkoppelingen kunnen hier uit de aard der zaak worden toegepast (fig. 6). Een enkele maal ziet men deze schakelingen uitgebreid met een noise-limiter, ook wel clipper genoemd, een storingsbegrenzer, die hoge storingspieken „afkapt", waardoor ze niet tot de luidspreker kunnen doordringen. Meestal is het niveau waarop men gaat afkappen instelbaar met de hand; soms ziet men een zich automatisch instellende diode. Daar we een dergelijke clipper nog zullen tegenkomen bij het positief gemoduleerde beeldsignaal zullen we hierop thans niet verder ingaan. Gebruiken we een dergelijke geluidsmiddelfrequentversterker bij FM-ontvangst dan krijgen we met verschillende andere aspecten te maken.

AMPLITUDE MODULATIE

We zullen om te beginnen nagaan in welke opzichten FM van

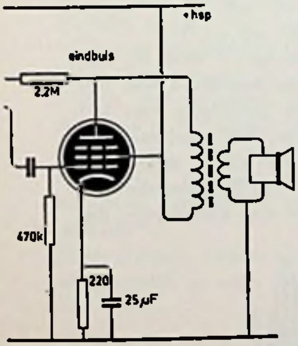


Fig. 6

Fig. 7
Ongemoduleerde h.f. draaggolf.

AM verschilt en halen daarom eerst de kennis omtrent AM even op.

In een AM-zender bevindt zich een zendbuis van groot vermogen. In ongemoduleerde toestand, dus in een zendpauze zendt deze via de antenne een hoogfrequente wisselstroom in de lucht. De a m p l i t u d e van de uitgezonden r.f.-wisselstroom is geheel afhankelijk van de anodespanning van de zendbuis (fig. 7).

Wanneer we nu spraak of muziek willen uitzenden, of zoals dat heet, de zender willen moduleren met een laagfrequent (= a.f.-) signaal, dan zouden we dit kunnen doen door de anodespanning van die zendbuis te „smoren" in het ritme van het a.f.-signaal. Een praktisch toegepaste methode, naar de uitvinder Heising-modulatie genoemd, laat de anodestroom van de zendbuis lopen door een a.f.-smoorspoel (van pittige afmetingen), terwijl deze smoorspoel tevens doorlopen wordt door de anodestroom van de eindbuis van de laagfrequente kracht-versterker. De spanning op punt A van die modulatie-smoorspoel gaat dus in a.f.-ritme op en neer; het is duidelijk, dat hierdoor ook de anodespanning voor de zendbuis op en neergaat (fig. 8). Het resultaat is dat de r.f.-draaggolf in

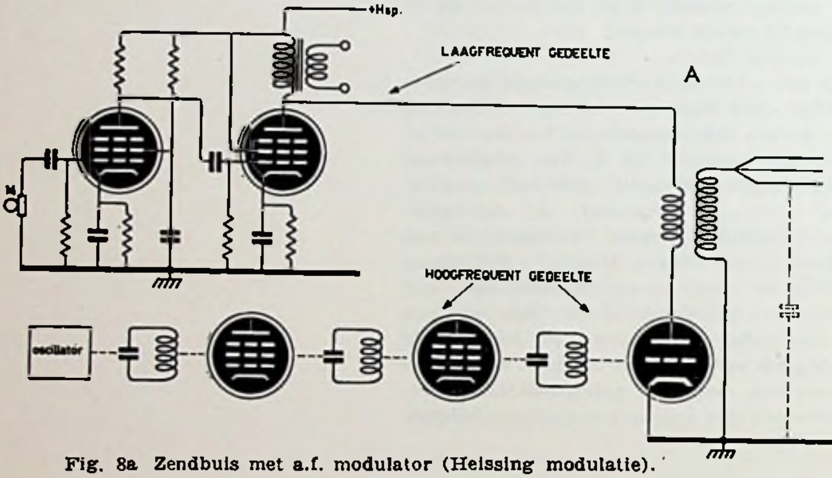


Fig. 8a Zendbuis met a.f. modulator (Heissing modulatie).

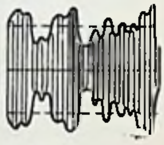


Fig. 8b
a.f.-modulatiesignaal, gemoduleerd op een h.f.-draaggolf.

a m p l i t u d e, dus in „hoogte" (= amplitude) van het r.f.-signaal gemoduleerd is.

In de vorige les zagen we, dat dit een vereenvoudigde voorstelling van het verschijnsel is; in werkelijkheid ontstaan door deze modulatie niet alleen de draaggolf zelf, doch tevens symetrisch gelegen zijbanden (zie fig. 28a uit les 5).

Wat zijn nu de „grenzen" bij AM-modulatie? Wel bij een „zachte" passage, pianissimo dus, zal de amplitude van het a.f.-signaal niet meer dan 1 % van de amplitude van het r.f.-signaal bedragen, terwijl bij forto-forto, dus maximaal geluid, de a.f.-amplitude even groot is als van de r.f.-amplitude. We zeggen dan: de zender is voor 100 % gemoduleerd (fig. 9). Nu kan men van een a.f.-signaal niet verwachten dat

Fig. 9
100 % modulatie; de amplitude van het a.f.-signaal is even groot als die van het r.f.-signaal.

het een gelijkmatig beeld geeft met al zijn pieken van drums en pauken of stemverheffingen van baritons; men neemt daarvan het gemiddelde en spreekt af, dat men bij AM de zender slechts met dit gemiddelde a.f.-signaal moduleert. Het modulatiepercentage ligt dan bij 30 %; slechts op deze manier kan men voorkomen, dat een plotselinge a.f.-uithaal, een uitschieter zoals we dat noemen, tot overbelasting van de zender leidt.

FREQUENTIE MODULATIE

In mijn Radiocursus wordt hierop verder ingegaan. De „luidheid" van een toon wordt dus vertolkt door de amplitude van het r.f.-signaal, terwijl we de frequentie van de a.f.-trilling, dus de „toonhoogte" zouden kunnen herkennen in de „omhullende", de vorm van de gemoduleerde r.f.-trilling, tenminste als we met één toon, b.v. van 1000 Hz moduleren (fig. 10). Bij modulatie met meer dan één toon tegelijk valt er niet veel meer te herkennen. Bij FM-uitzendingen gaat men eveneens uit van een dergelijke ongemoduleerde draaggolf; bij het moduleren laat men de amplitude van deze draaggolf volstrekt ongemoeid, doch de frequentie gaat men variëren in het a.f.-ritme. Wordt er nu b.v. gemoduleerd met een toon van 1000 Hz, dan zal de draaggolffrequentie f_0 1000 × per seconde van zijn nominaal-waarde gaan afwijken, afwisselend naar onderen en naar boven. Hierin drukken we dus de toonhoogte uit. Goed. Maar hoe drukken we nu de „luidheid" van die toon uit, want we weten dat we de amplitude constant houden. Nu, dat doen we door de mate van uitwijking en nu zien we een belangrijk verschil met AM: de luidheid kon daar nooit hoger worden dan tot 100 % modulatie. Bij FM kan men echter gerust afspreken, dat maximale luidheid uitgedrukt wordt door een frequentieafwijking, (deviatie zegt men), van b.v. 10 kHz; maar men kan óók afspreken: 1000 kHz (= 1 MHz). Men is hierin slechts beperkt door de nominaal-frequentie, de ongemoduleerde draaggolf f_0. Is deze 10 MHz, dan mag de deviatie theoretisch 10 MHz bedragen, waardoor de frequentie zou variëren van 0 Hz tot 20 MHz. In de praktijk komt men tot véél hoger waarde, bijvoorbeeld tot 100 kHz.
Is b.v. dan de ongemoduleerde draaggolf f_0 = 1 MHz dus 1.000.000 Hz, dan verandert die tijdens max. a.f.-signaal van 1.000.000 Hz + 100.000 Hz tot 1.000.000 — 100.000 Hz, dat is van 900.000 tot 1.100.000 Hz.
Dat was dus de max. geluidsterkte. En hoe wordt een zacht geluid, dus pianissimo uitgedrukt? Wel, door een geringe deviatie, dus b.v. van f_0 = 1.000.000 — 1 Hz tot 1.000.000 + 1 Hz, dus van 999.999 tot 1.000.001 Hz.
Maar let nu goed op, de mate van uitwijking heeft dus niets met de toonhoogte te maken; die toonhoogte vinden we terug in het aantal malen, dat die deviatie per seconde plaats vindt. Voor een toon van 1000 Hz wijkt de draaggolf dus 1000 × per sec. af van zijn nominale waarde (f_0) en voor een toon van 20.000 Hz vindt men 20.000 afwijkingen per seconde *).
Zoals gezegd vinden we de luidheid terug in de mate van deviatie. In mijn voorbeeld noemde ik een max. deviatie

Fig. 10

r.f.-signaal, gemoduleerd met een 1000 Hz signaal. Modulatiediepte ca. 15 %.

*) Inplaats van deviatie (Eng.: deviation) spreekt men meestal van frequentie-zwaai (Eng.: swing).

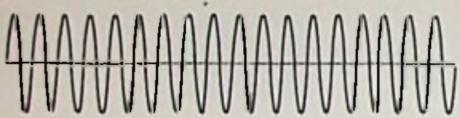


Fig. 11a

FM-signaal, ongemoduleerd (komt geheel overeen met een ongemoduleerde draaggolf van een AM-zender).

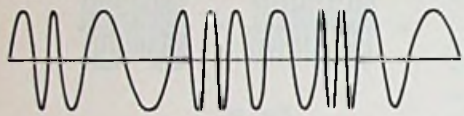


Fig. 11b

FM-signaal, gemoduleerd.

van 100 kHz. Deze waarde is internationaal vastgesteld voor de geluids FM-uitzendingen van de omroep; voor de televisie heeft men dit maximum op 75 kHz vastgesteld. Zijn deze maxima nu geheel willekeurig vastgesteld? In principe wèl; wil men zich van een zéér goede geluidsoverdracht tot 20.000 Hz verzekeren, dan is 100 kHz echter beslist noodzakelijk; voor het televisiegeluid was de kwaliteits-eis minder hoog. In ieder geval zien we wel, dat deze ruimte in onze m.g.-omroepband volstrekt niet beschikbaar is. Is nu de in beslag genomen kanaalbreedte voor een dergelijk FM-signaal voor TV 75 + 75 kHz breed? Neen, dat is veel meer; bovenstaande verklaring van FM is namelijk ook weer sterk vereenvoudigd. In werkelijkheid ziet het frequentiespektrum er héél anders uit: er ontstaan vele zijbanden, die veel verder dan 75 kHz van de draaggolf f_0 afliggen.

In fig. 11 zien we een ongemoduleerde draaggolf + een in freq. gemoduleerde draaggolf. In fig. 12 zien we het frequentiespektrum voor een draaggolf, gemoduleerd met een toon van 4000 Hz; de swing is plus en min 40 kHz. In de praktijk kan men zeggen dat de benodigde bandbreedte 2½ × de maximale frequentie-zwaai bedraagt.

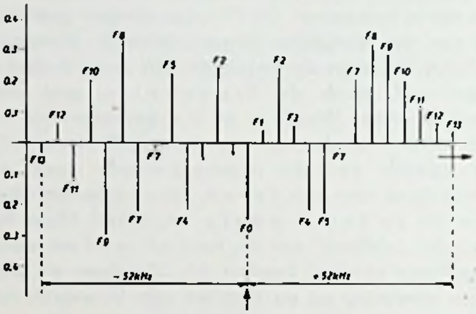


Fig. 12

Frequentie-spektrum van een zender, gemoduleerd met een toon van 4000 Hz; de swing is + of — 40 kHz. De in beslag genomen ruimte is + of — 52 kHz. Sommige der optredende trillingen hebben een negatief teken.

PRE-EMPHASIS EN DE-EMPHASIS

Omdat bij FM-ontvangst de ruis een rol gaat spelen, worden aan de zenderzijde de hoge tonen extra versterkt uitgezonden; men past hiervoor een filter toe, bestaande uit een R en een C; de grootte daarvan drukt men uit in de tijdconstante, ook wel genoemd de RC-tijd; 50 μsec. is bij de C.C.I.R. gestandariseerd. Men noemt deze overdrijving „pre-emphasis" (zie fig. 13). Aan de kant van de ontvanger dient deze overdrijving weer tot zijn normale proporties teruggebracht te worden. We doen dat in een dé-emphasis-schakeling, opgenomen in het a.f.-gedeelte. Het filtertje hierin zien we in fig. 14. De gewenste tijdconstante bereiken we met b.v. een condensator van 100 pF en een weerstand van 500 kΩ. Maar ook de combinatie van een C van 500 pF en een weerstand van 100 kΩ levert dezelfde tijdconstante (C uitgedrukt in farad, R in ohm). Bij deze verzwakking, waardoor de overdrijving weer verdwijnt, zullen mede de door de ontvangst naar voren gekomen ruis-verschijnselen evenredig verzwakt worden.

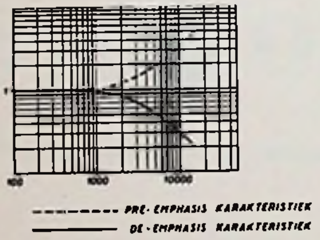


Fig. 13

De naar boven gekromde lijn is de pre-emphasis kromme en laat zien hoe aan de zenderzijde de frequentiekarakteristiek er uitziet; de andere kromme geeft de frequentiekarakteristiek weer aan de ontvangerzijde, de de-emphasis-kromme.

VOORDELEN FM

In ieder geval zien we, dat dergelijke FM-uitzendingen niet onder te brengen zijn in het m.g.-omroepgebied. Wat zijn

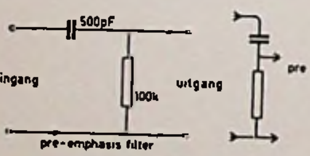


Fig. 14a

pre-emphasis-filter in zender.

nu de voordelen van FM-uitzendingen? Om te beginnen kunnen we de ontvanger zodanig inrichten, dat slechts de (steeds constante) amplitude van het FM-signaal wordt doorgelaten. De meeste van elektrische apparaten afkomstige storingen zijn namelijk in amplitude gemoduleerde verschijnselen; zij kunnen in dergelijke ontvangers „afgekapt" worden in z.g. begrenzers (Eng.: limiters) waardoor ze in het geluid niet storen.
Verder is het mogelijk de z.g. dynamiek van het geluid te vergroten, een onderwerp dat zich helaas hier moeilijk tot verdere bespreking leent. Het komt hierop neer, dat de in werkelijkheid voorkomende grote v e r s c h i l l e n in geluidsterkte van b.v. een muziekuitzending inderdaad worden weergegeven. Bij AM moet men deze verschillen comprimeren om enerzijds overbelasting van de zender te voorkomen en anderzijds te maken, dat de zachte passages niet in de achtergrondruis verloren gaan.
Een verder voordeel van FM is wel, dat de selectiviteits-eisen minder groot lijken: Zitten 2 FM-zenders vlak bij elkaar, dan zullen we slechts één ontvangen, n.l. de sterkste. De andere wordt dan volledig weggedrukt en lijkt niet meer te bestaan. Dat de reikwijdte van FM-zenders gering is, is natuurlijk een gevolg van de zeer korte golflengte en geldt evenzeer voor AM-uitzendingen op deze golflengten; in feite is de reikwijdte echter wèl groot, maar zijn onze ontvangmiddelen onvoldoende voor het overbruggen van grote afstanden (ruisl).

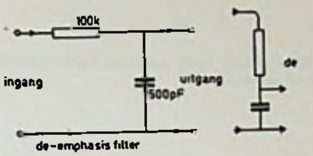


Fig. 14b
de-emphasis-filter in de ontvanger.

$$1 \text{ pF} = \frac{1}{1.000.000.000.000} \text{ Farad}$$

$$500 \text{ pF} = \frac{500}{1.000.000.000.000} \text{ F}$$

$$100 \text{ k}\Omega = 100.000 \ \Omega$$

tijdconstante is:

$$100.000 \times \frac{500}{1.000.000.000.000} \text{ sec.} =$$

$$\frac{100.000. \times 500}{1.000.000} \ \mu\text{sec.} = 50 \ \mu\text{sec.}$$

BEGRENZER

Hoe ontvangen we nu FM-uitzendingen? Nu, we beginnen met in de m.f.-versterker reeds een begrenzer op te nemen om elk spoor van amplitudemodulatie weg te nemen. Dit kan een buis, b.v. een pentode zijn, waarvan de roosterruimte verkleind is door de schermroosterspanning laag te maken (fig. 15). Komt hier nu een grote amplitude-piek dan loopt

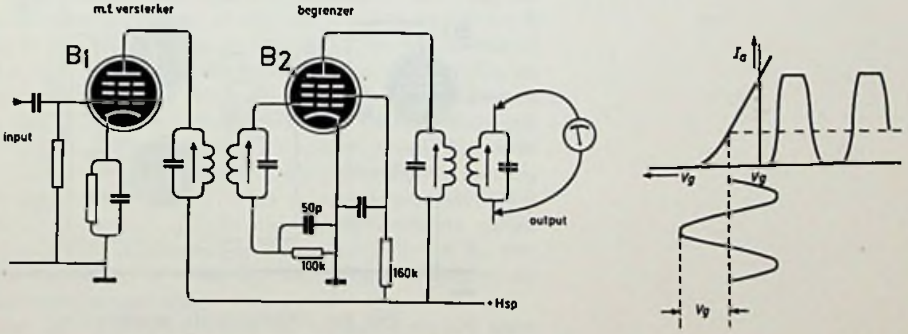


Fig. 15
Schema van 2 m.f.-buizen, waarvan de 2e als begrenzer geschakeld is; in de roosterkring vinden we het RC-filter, waarvan de tijdsconstante van 5 à 10 μsec. moet bezitten.

die „vast" in de buis, terwijl er tevens roosterstroom gaat lopen, waardoor de secundaire van de m.f.-transformator daarvoor extra gedempt wordt. Een rol speelt de RC-tijd van rooster-condensator C_g en roosterweerstand R_g. Is die te groot, dan slaat het rooster te lang dicht. Goede combinaties hebben een tijdconstante van 10 à 5 μsec. (bijv. R_g = 100 kΩ en C_g = 50 pF). De regelkarakteristiek van een r.f.-pentode zien we in fig. 16. In fig. 17 zien we een in frequentie gemoduleerd r.f.-signaal, waarin tevens ongewenste amplitudemodulatie voorkomt.

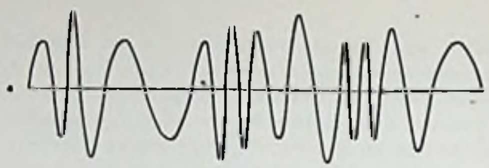


Fig. 17

FM-signaal met ongewenste amplitude-modulatie.

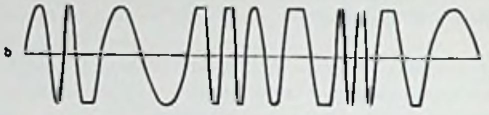


Fig. 18

Ditzelfde signaal, doch nadat het de begrenzer gepasseerd is.

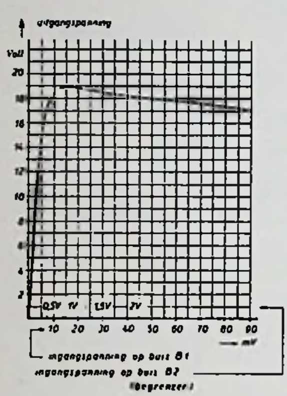


Fig. 16

Begrenzerkarakteristiek.
Langs de hor. as zijn uitgezet: de m.f. spanning op het rooster van de eerste buis in milli-volts en de spanning op de begrenzerbuis in volts; langs de vert. as zijn de uitgangsspanningen aan de anode van de begrenzerbuis uitgezet.

Daaronder zien we dezelfde kromme, ná het passeren van de begrenzer (fig. 18).
In de praktijk zal deze begrenzer niet alleen door elektrische storing ontstane amplitude-sprongen opvangen, maar tevens fading-verschijnselen, die óók op deze frequenties wel voorkomen.
Nu is het FM-signaal op maat geknipt en geschoren; we gaan nu de detector bezien.
In feite bestaan er 3 methoden met: a) de Foster Seely discriminator, b) de Ratio-detector en c) de enneode, een zeer speciale buis.
Bij beide eerstgenoemde methoden wordt het in frequentie-gemoduleerde signaal omgezet in een amplitude gemoduleerd signaal, d.w.z. een signaal waarin de gewenste amplitude-modulatie voorkomt; met de ongewenste amplitude-modulatie, veroorzaakt door elektrische storingen, hadden we reeds in de begrenzer afgerekend.

DE FAZE-DISCRIMINATOR

Deze thans algemene, naar Foster-Seely genoemde en na 1935 populair geworden discriminator werd reeds in 1925 door de Duitser Riegger uitgevonden; we zien het principe in fig. 19.

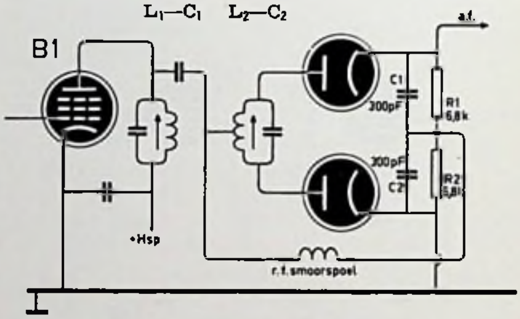


Fig. 19 Foster-Seely fazedetector.

In feite hebben we hier te maken met 2 afzonderlijke LC-kringen $L_1 - C_1$ en $L_2 - C_2$, die beide op eenzelfde frequentie afgestemd zijn, n.l. op de nominale geluidsmiddelfrequentie f_0.
De kringen zijn tegelijkertijd op 2 manieren gekoppeld, n.l. inductief d.m.v. de spoelen en capacitief door middel van C kopp. De weerstanden R_1 en R_2 zijn gelijk; ook C_1 en C_2 zijn gelijk.
Om nu de werking te begrijpen dienen we eerst eens een normaal bandfilter nader te bezien (fig. 20). Ook hier hebben we met twee gelijke, op één frequentie f_1 afgestemde LC-

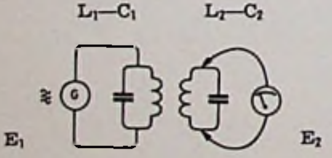


Fig. 20

kringen te maken. Wanneer we nu met de generator G een trilling met een frequentie f_1 op kring $L_1 - C_1$ brengen, zal ook over $L_2 - C_2$ een spanning ontstaan; de grootte daarvan zal afhankelijk van de koppelingsgraad zijn, doch in ieder geval lager dan over $L_1 - C_1$. En de faze van deze wisselspanning over $L_2 - C_2$? Nu, die zal normaler wijze 90° verschillen t.o.v. de faze over $L_1 - C_1$.
Wanneer de frequentie van de door de generator geleverde wisselspanning h o g e r wordt dan f_1, dan verloopt zowel in $L_1 - C_1$ als in $L_2 - C_2$ de faze, maar het belangrijkste voor ons is, dat het f a z e v e r s c h i l tussen E_1 en E_2 k l e i n e r wordt dan 90°; wordt de toegevoerde frequentie l a g e r dan f_1, dan verlopen beide fazen zodanig, dat het fazeverschil tussen E_1 en E_2 g r o t e r dan 90° wordt.
We keren weer terug naar onze fazediscriminator, waarvan zoals we zagen de secundaire $L_2 - C_2$ op 2 manieren gevoed wordt: inductief en capacitief. In fig. 21 vervangen we die

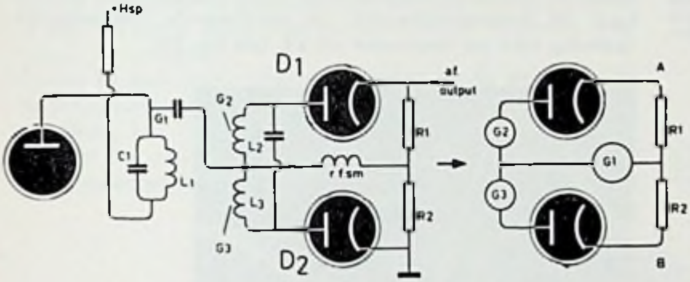


Fig. 21
$G_1 = L_1 - C_1$. $G_2 + G_3$ vormen de vervanging voor $L_2\ L_3 - C_2$.

2 voedingsmethoden door afzonderlijke generatoren: G_1 vervangt $L_1 - C_1$ via de capacitieve koppeling en G_2 en G_3 tezamen vormen de vervanging voor de beide spoelhelften van L_2.
Wanneer het binnenkomende signaal nu dezelfde frequentie heeft als waarop $L_1 - C_1$ en $L_2 - C_2$ afgestemd zijn, dan staat over R_1 een precies even grote gelijkgerichte spanning als over R_2. De spanningen zijn in tegenfaze, dus tussen A en B meten we 0 volt, niets. Wordt de frequentie van het inkomend signaal (= G_1) hoger, wel, dan verschuift de faze van G_2 en G_3 naar de éne kant en komt er b.v. over R_2 een hogere spanning dan over R_1; wordt de frequentie van het inkomend signaal l a g e r, wel, dan wordt de spanning over R_1 groter dan over R_2. In beide gevallen, n.l. als de frequentie van G_3 hoger of lager is dan van $G_{1\text{-}2}$ zal er een spanningsverschil tussen A en B ontstaan. Omdat deze spanningen nu gelijkgericht worden, komen over die weerstanden R_1 en R_2 verschillende spanningen te staan, die verschillend in grootte en bovendien tegengesteld zijn.
Nu hebben we de frequentie van het inkomend signaal eerst eens verhoogd en daarna evenveel verlaagd; dit veroorzaakte dus verschillen in de gelijkspanningen over R_1 en R_2, terwijl deze spannnigen in rusttoestand, dus als de inkomende signaalspanning dezelfde frequentie heeft als de eigenresonantie van $L_1 - C_1$ en $L_2 - C_2$ (de nominaalfrequentie), aan elkaar gelijk zijn.
In werkelijkheid zal de frequentie van het inkomend signaal zeer veel malen per seconde heen- en weerpendelen om de nominaalfrequentie en dus zullen de gelijkspanningen over R_1 en R_2 evenvele malen een verschil te zien geven.
Welnu, dit verschil is in feite onze gewenste audiofrequente

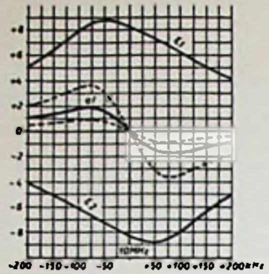


Fig. 22

Boven: het spanningverloop over R_1; beneden: het spanningverloop over R_2; in het midden de resultante van beide krommen: de karakteristieke Foster-Seely discriminator-kromme. In de gestippelde lijnen zien we het resultaat bij groter input: amplitude-variaties komen dus óók tot uiting hetgeen ongewenst is; een afzonderlijke begrenzer is noodzakelijk.

spanning. En als proef op de som: het a a n t a l malen dat de frequentie uitwijkt per seconde stelt de t o o n h o o g t e voor; de m a t e waarin de inkomende frequentie afwijkt van de nominaalfrequentie (de swing) geeft de g e l u i d s t e r k t e weer.

Nu zijn er mensen die zeggen: Wanneer we ons nu eens met m i n d e r grote geluidsterktevariaties tevreden stellen, mag de bandbreedte dan niet wat smaller zijn? Hun gedachtengang lijkt redelijk maar ze zien een belangrijk feit over 't hoofd: Geheel afgezien van de g e l u i d s t e r k t e wordt de bandbreedte bepaald door het zeer grote aantal zijbanden over een breed frequentiegebied. En omdat deze zijbanden die voor elke toonhoogte weer een ander spectrum te zien geven een onverbrekelijk geheel met het begrip frequentiemodulatie vormen mogen we deze zijbanden beslist niet afhakken.

Ter verduidelijking geef ik de grafieken van de spanningen E_1 en E_2 die respectievelijk over R_1 en R_2 gemeten worden t.g.v. de frequentiedeviatie; de resulterende laagfrequente spanning zien we daartussen als a.f. (zie fig. 22).

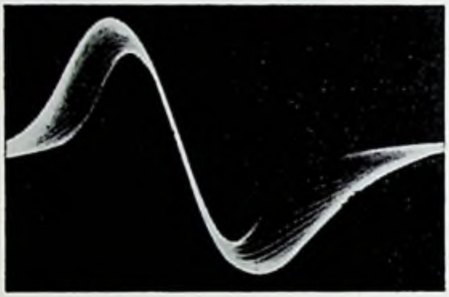


Fig. 22b

Kromme van een Ratio-detector opgenomen met een oscilloscope; we zien dat amplitudeveranderingen geen invloed hebben op het werkgebied (zie ook fig. 22, van de fazediscriminator, waarbij dit wèl het geval is).

Voor de zeer nieuwsgierigen geef ik nog in fig. 23 de manier waarop die krommen E_1 en E_2 ontstaan zijn.

Een groot nadeel kleeft aan deze faze-detector: wanneer de generatorspanning G_1 groter wordt, zullen de a.f.-spanningen helaas óók groter worden, m.a.w. hij is ook gevoelig voor amplitudevariaties. Dit bezwaar kan opgevangen worden door het toepassen van één of meer begrenzertrappen: de afgegeven spanning van deze fazedetector is voldoende om een a.f.-buis te voeden.

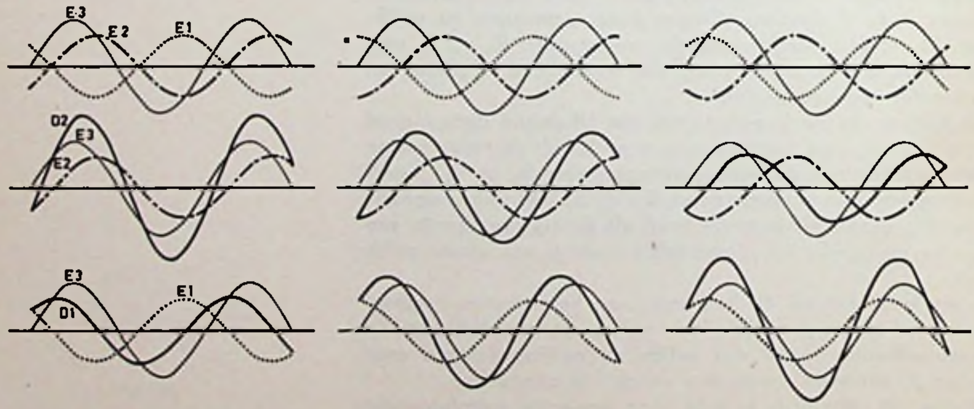


Fig. 23

RATIO-DETECTOR

Het bezwaar van de mogelijkheid tot AM-detectie is volkomen ondervangen door Seely in zijn ratio-detector (= vergelijkingsdetector). Wij vinden deze in fig. 24 en ontwaren alras, dat die veel op de Riegger detector lijkt. In feite zijn hier de beide dioden „medewerkend" geschakeld, de spanningen worden dus bij elkaar opgeteld en het resultaat is, dat over de condensator over $R_1 + R_2$ een spanning te meten is, die evenredig is met de amplitude van de inkomende draaggolf f_0. Die condensator is een elco en heeft een capaciteit van b.v. 10 μF; van een a.f.-spanning is dus geen sprake over die elco.

Maar tussen C_1 en C_2 zit een aftakking en tussen dit punt en aarde is wel degelijk een a.f.-spanning te meten. Het mooie is nu, dat de grootte van deze a.f.-spanning volmaakt onafhankelijk is van de grootte der draaggolf, maar uitsluitend afhangt van de grootte van f r e q u e n t i e-z w a a i.

En ook hier hangt de frequentie van het audiosignaal helemaal af van het aantal malen, dat per seconde de frequentie wegzwaait en terugkomt.

Terwijl de spanningen over de weerstanden R_1 en R_2 dus bij de discriminatorschakelingen vrijelijk kunnen stijgen en dalen en alléén het verschil ervan wordt benut, is bij de ratiodetector bij ontvangst van een bepaalde draaggolf over de beide weerstanden een gelijkspanning aanwezig, die door de elektrolytische condensator zo constant mogelijk wordt gehouden. Een variatie in a.f.-ritme is onmogelijk.

Wat echter wèl variëren kan is de spanning op het knooppunt van de beide condensatoren C_1 en C_2 t.o.v. aarde, en dat gebeurt dan ook zoals we hierboven zagen.

In de brugschakeling van fig. 24a geldt het volgende: $e_1 : e_2 = V_1 : V_2$.

Wanneer de spanning over de elco C_3 bij een bepaalde draaggolf gelijk is aan $2 \times E$, dan is de spanning over elk der beide weerstanden gelijk aan E.

De spanning van het punt van uitgang P t.o.v. aarde noemen we V_u.

We vinden nu: $V_1 = E - V_u$ en $V_2 = E + V_u$.

Wanneer we deze waarden invullen in de eerder genoemde vergelijking $e_1 : e_2 = V_1 : V_2$, dan krijgen we:

$$e_1 \times (E + V_u) = e_2 \times (E - V_u)$$
$$e_1 \times E + e_1 \times V_u = e_2 \times E - e_2 \times V_u$$
$$e_1 \times V_u + e_2 \times V_u = e_2 \times E - e_1 \times E$$
$$V_u (e_1 + e_2) = E (e_2 - e_1)$$

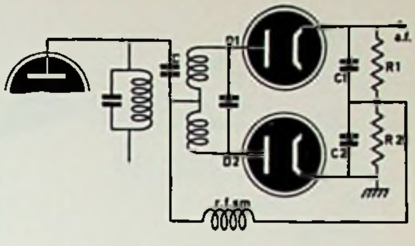


Fig. 24

Ratiodetector (principe-schakeling)

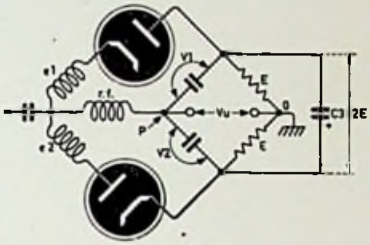


Fig. 24a

Dezelfde schakeling, doch anders getekend, zodat de brugschakeling duidelijk herkend kan worden.

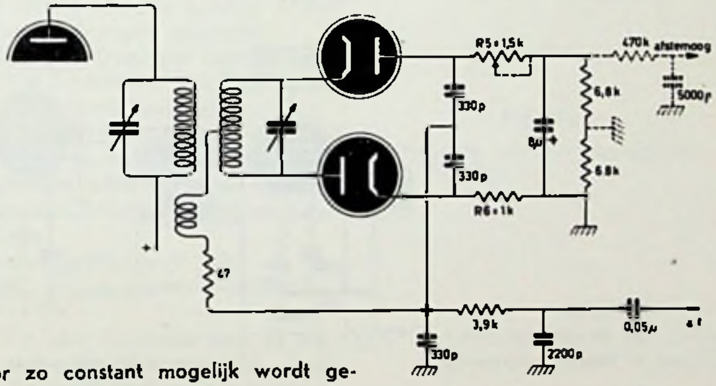


Fig. 24b

Moderne Ratio-detector.
Er zijn 2 manieren om deze schakeling toe te passen:

a) symmetrisch, waarbij het middenpunt tussen de beide weerstanden van 6,8 k aan aarde komt;
b) het punt onder de laagste weerstand van 6,8 k komt aan aarde.

De schakeling onder a) genoemd verdient de voorkeur.
Een toveroog kan op de aangegeven wijze aangesloten worden.

$$V_u = E \times \frac{e_2 - e_1}{e_2 + e_1}$$

We zien nu uit deze vergelijking dat de a.f. uitgangsspanning van deze detector evenredig is met de verhouding van de spanningen $e_2 - e_1$ en $e_2 + e_1$.
En we weten, dat dit de ingangsspanningen zijn op de spoeltjes.
Vandaar de naam verhoudingsdetector (ratio-detector).
Wordt nu b.v. $e_1 = 5$ V en $e_2 = 10$ volt, dan is de spanning

$$V_u = \frac{10 - 5}{10 + 5} \times E = \frac{5}{15} \times E = \frac{1}{3} \times E.$$

Stijgen deze spanningen echter (terwijl de frequentie gelijk blijft), bijvoorbeeld e_2 tot 20 volt en e_1 tot 10 volt, dan is

$$V_u = \frac{20 - 10}{20 + 10} \times E = \frac{10}{30} \times E = \frac{1}{3} E.$$

Voor amplitude wisselingen is deze schakeling dus immuun. Dank zij deze begrenzende werking behoeft men de ratio-detector niet te laten voorafgaan door een begrenzertrap.
De FM-detectie met de EQ80, een Philips enneode zien we weinig toegepast, terwijl de verklaring vrij veel ruimte vordert; we willen volstaan met een schema van de schakeling (in fig. 25).

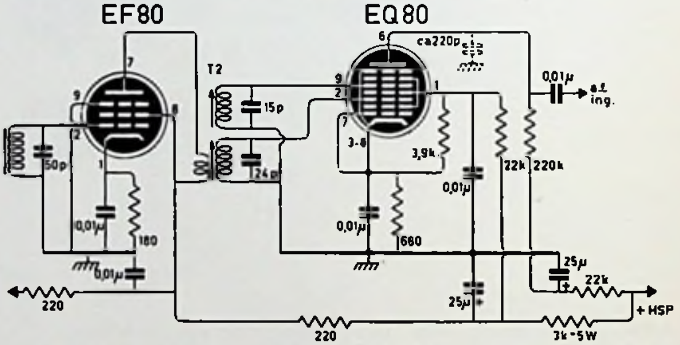


Fig. 25
Schakeling met de enneode; een begrenzertrap is hierbij overbodig.

Het voordeel van deze schakeling is wel, dat de gevoeligheid groot is; want met 120 mV op het rooster van de laatste m.f.-buis, b.v. een EF80 of EF42 kan 8 volt a.f.-spanning verkregen worden op rooster 5 van de EQ80, terwijl tevens een uitstekende begrenzing verkregen is, waardoor de voorafgaande begrenzers konden vervallen.
Omdat de frequentiezwaai bij TV-zenders slechts 50 kHz bedraagt is deze buis wel heel geschikt voor televisie-ontvangers, maar desondanks zien we, zelfs in Philips-toestellen, de buis nimmer toegepast.
Over het algemeen kunnen we zeggen, dat de gewone faze-discriminator het meest wordt toegepast, ook al omdat zowel fabricage als afregeling van de ratiodetector moeilijker is; bovendien ontstaan er bij deze ratiodetectie vrij veel hogere harmonischen en daarop is men in het algemeen in TV-ontvangers niet zo gesteld. Overigens zien we hoe langer hoe meer germaniumdioden de gelijkrichtbuisjes in dit soort scha-

kelingen vervangen. De voordelen zijn: hebben geen gloeistroom nodig, missen dus bromneigingen, hebben zeer geringe eigencapaciteit en een lang leven. In fig. 26 zien we schakelingen met germaniumdioden.
Achter dit geheel komt nu een eenvoudige doch kwalitatief hoogwaardige laagfrequentversterker, inclusief volumeregelaar, tegenkoppeling en luidspreker. Uit de aard der zaak willen we de aan de zenderzijde overdreven weergave van de hoge tonen (de pré-emphasis) weer te niet doen; we doen dit met een dé-emphasis-filter, dat eveneens een waarde van 50 μsec. moet bezitten.
De luidsprekers, we moeten het hier met leed in ons hart vaststellen, hebben in televisie-ontvangers maar een stiefmoederlijk plaatsje ontvangen. Meestal zitten ze ergens opzij in een toevallig aanwezige ruimte, soms zelfs tegen het „dak" van de ontvanger, omdat het voorfront van de kijkdoos wordt ingenomen door de beeldbuis. De afmetingen van de speaker zijn steeds klein; slechts Greatz heeft de moeite genomen zijn bekende klank-compressor in de ontvanger op te nemen en daardoor het middenregister aan volheid te doen winnen.
Hoewel we later op de automatische versterkingsregeling van de TV-ontvanger terugkomen, kunnen we nu reeds vaststellen, dat die voor FM-ontvangers in principe niet eens nodig zijn.

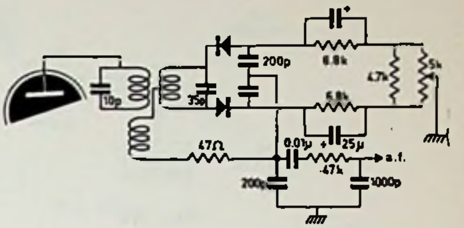


Fig. 26

HET INTERDRAAGGOLFSYSTEEM

Dit systeem wordt in vrijwel alle volgens het C.C.I.R. of het Amerikaanse systeem gebouwde ontvangers toegepast.
Bij dit systeem wordt de geluidsmiddelfrequente signaal n i e t onderweg ergens uit de beeld m.f.-versterker „afgetapt"; men laat het integendeel doorlopen tot na de beelddetector.
We zullen deze beelddetector later volledig beschrijven en kunnen hier thans volstaan met te zeggen, dat het een normale diode is voor AM-detectie, want met deze methode is het beeldsignaal gemoduleerd. Of het positief of negatief geschiedt is hier niet van belang.
Waarop berust nu het interdraaggolfsysteem? Wel, op het 2 × achter elkaar toepassen van frequentie-transformatie, populair gezegd: 2 × „superen".
In onze mengbuis zien we hoe voor de eerste maal de frequentie-transformatie wordt toegepast. Het recept is: voeg een wisselspanning van een bepaalde frequentie f_s tezamen met een andere wisselspanning (f_{os}) in een bepaald mengorgaan, zorg er voor dat de amplitude van f_{os} gróót is t.o.v. die van f_s en men verkrijgt aan de uitgang van het mengorgaan om te beginnen de beide wisselspanningen waarvan we uitgingen, dus f_s en f_{os}, en daarnaast een wisselspanning, waarvan de frequentie gelijk is $f_s + f_{os}$ en nog een, waarvan de frequentie gelijk is aan $f_s - f_{os}$.
Dat is nogal heel wat, die mengproducten. Door echter de uitgang van het mengorgaan af te stemmen op slechts één van die mengproducten, b.v. $f_s - f_{os}$, raken we die andere echter op een nette manier kwijt. Om kort te gaan, we herkennen in dit verhaal allen stellig de mengbuis, met het signaal op zijn rooster f_s en het signaal van de hulp-oscillator f_{os}, terwijl we de anodekring van de mengbuis in de meeste gevallen op $f_s - f_o$, zijnde de middelfrequentie f_m, afgestemd hebben.
Naast de mengbuis als heptode, triode-pentode enz., waarin de multiplicatieve menging plaats vindt, kennen we ook nog

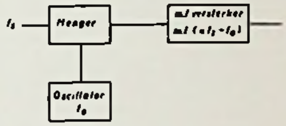


Fig. 27a

Blokschema van het superheterodyne principe.

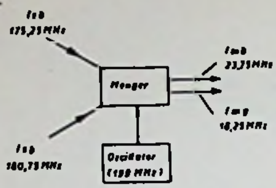


Fig. 27b

de additieve menging, die geschiedt in een diode, hetzij een buis of germanium-diode. We zagen dit in fig. 22 van les 4. Hoofdvoorwaarde is echter, dat f_{os} vele malen groter in amplitude is dan f_s.

In onze televisiedoos slaan we in onze mengbuis twee vliegen in één klap: we hebben één oscillatorsignaal f_o, doch twee signalen van buiten af: f_{sg} van het geluid en f_{sb} van het beeld (fig. 27b).

In de anodekring van die mengbuis is weer een afstemkring, n.l. het eerste m.f.-filter, dat nu eens niet op één frequentie f_m is afgestemd, maar zó breed is, dat we zowel f_{mg} als f_{mb} daarin kunnen aantreffen (de middelfrequenties van resp. het geluid en van het beeld).

Deze twee middelfrequentiesignalen lopen nu eendrachtiglijk door de hele m.f.-versterker.

Het beeldsignaal f_{mb} wordt gekoesterd en versterkt in de opvolgende m.f.-trappen, die zoals we weten gestaggerd zijn.

Als de zaak nu eerlijk verliep zou de geluids m.f. f_{mg} net zoveel versterkt worden, maar onderweg heeft men er minstens één absorbtiekring op los gelaten (zie fig. 31, z. van les 5), zodat aan het einde van de middelfrequentversterker het geluids m.f.-signaal lang niet zoveel versterkt is als het beeldsignaal. Nu vertelden we reeds in de vorige les, dat dit redelijk is, willen we geen geluid in ons beeld krijgen.

De amplitude van f_{mg} dient ca. 20 % van de amplitude van f_{mb} te bedragen, maar hoe dan ook, beide signalen f_{mb} en f_{mg} komen dus op de diode. En nu zijn we waar we zijn wilden: de diode zal beide signalen additief mengen; aan de hoofdvoorwaarde is voldaan; het éne signaal (f_{mb}) is vele malen sterker dan het andere.

We krijgen nu te maken met een verschijnsel, dat bekend staat onder de naam „Zwevingsontvangst"; dit wijkt in principe af van de begrippen mengen of modulatie, maar in de praktijk lijkt het er toch erg veel op. Denk maar eens aan het toevoegen van de „beat frequency" aan de detector van een superheterodyne, waardoor we een ongemoduleerde telegrafie-uitzending kunnen waarnemen door de beat-note. Beat frequency en middel-frequentie verschillen b.v. 1000 Hz en de hoorbare beat-note is dan 1000 Hz. (Zie fig. 50 van les 10 van de Radiocursus).

Wat zijn nu de producten die uit de beelddetector komen? (fig. 28) Wel ten eerste het gelijkgerichte viodeo-signaal en

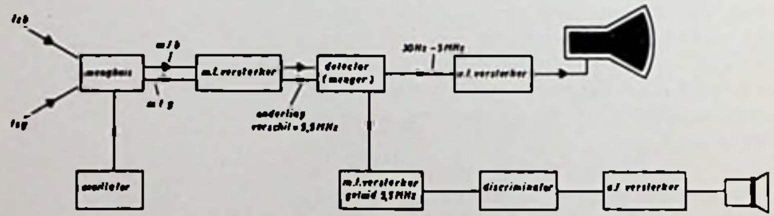


Fig. 28

ten tweede een in frequentie gemoduleerd geluidsignaal, waarvan de draaggolf 5,5 MHz bedraagt.

Zijn er dan geen andere producten? Stellig wel, maar met opzet brengen we slechts één afstemkring aan en deze is afgestemd op 5,5 MHz; de andere r.f.-producten vinden dus geen onthaal (fig. 29).

Nu blijft de vraag over, waarom nu wèl dat beeld-m.f.-signaal

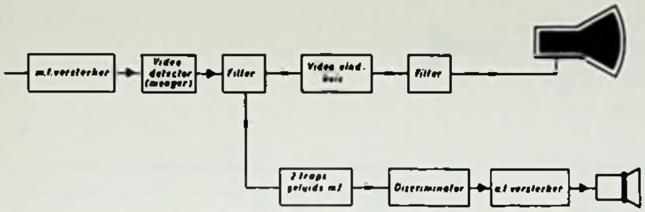


Fig. 29

Uitkoppeling van de geluids-m.f. bij het interdraaggolfsysteem achter de beelddetector.

een v.f.-output kan geven en hoe het komt, dat het FM-geluids-m.f.-signaal hier géén a.f.-output geeft *).
Nu, dat komt omdat die diode geen kans ziet een FM-signaal gelijk te richten; daar hebben we beslist een discriminator voor nodig. We zien nu tevens waarom dit interdraaggolf-kunstje alléén maar mogelijk is met FM voor geluid; bij AM voor het geluid zou hier inderdaad een a.f.-signaal ontstaan, dat beslist niet meer van het videosignaal gescheiden zou kunnen worden.
En nu een andere vraag: waarom heeft dat mengproduct nu een middelfrequentie van 5,5 MHz? Nu, dat is eenvoudig omdat de draaggolven van geluid en beeld overeenkomstig de C.C.I.R. steeds 5,5 MHz van elkaar afliggen, ongeacht in welke band de uitzending plaatsvindt. (In Amerika is dat 4,5 MHz).
In de meeste gevallen zal men niet aanstonds achter de videodetector die kring voor 5,5 MHz aanbrengen; meestal laat men beide producten van de gelijkrichting eerst nog versterken in de videoversterkerbuis; want het signaal van 5,5 MHz ligt maar weinig boven de hoogste weer te geven videofrequentie. Ook het 5,5 MHz signaal ondergaat dus nog enige versterking. Men brengt de op 5,5 MHz afgestemde uitkoppelkring dus aan in de leiding van videoversterker naar de beeldbuis. We zullen in een volgende les precies zien wáár en hoe dat gaat (fig. 30).

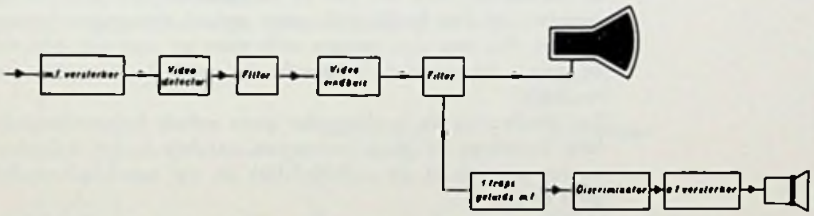


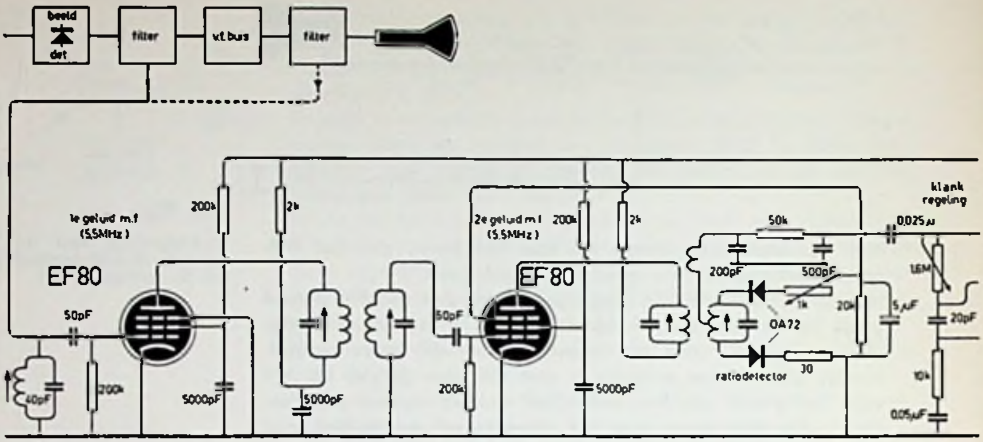
Fig. 30

Als 29, doch achter de video-eindbuis.

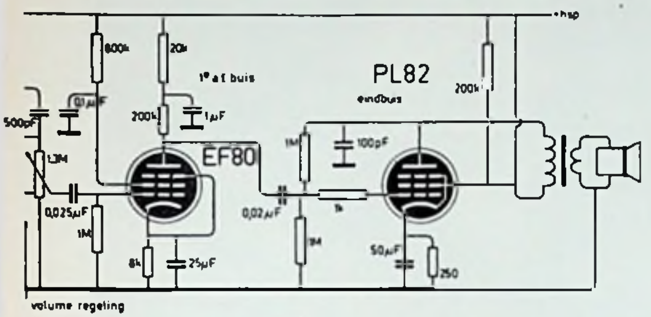
We slaan dat nu dus even over en beschikken over een middelfrequent signaal van 5,5 MHz, in frequentie gemoduleerd.
Meestal is dan nog één trap m.f.-versterking voldoende om over voldoende signaal voor de discriminator te beschikken; op de normale manier komt nu het a.f.-signaal tot de eindbuis voor het geluid.

---

*) v.f. is de afkorting voor video-frequentie en is te vergelijken met a.f. (audio-frequentie), doch omvat een véél breder spektrum, n.l. van 50 Hz tot ruim 5 MHz. In Duitsland rekent men wat wij v.f. noemen nog tot het a.f.-gebied. Het is wel wonderlijk, wanneer we ons realiseren, dat deze videofrequenties hoger zijn dan vele zogenaamde hoogfrequente (r.f.) trillingen.



Velen zullen vragen of na de mengbuis, (vóór in de ontvanger) nu ook geen signaalgelijkrichting optreedt. Nu, de oude Engelse naam first (1e) detector zegt het al; onze gelijkrichter noemt men dan de 2e detector. We mogen echter niet vergeten, dat de ohmse weerstanden in de spoelen van de anodekring van die mengbuis héél laag zijn, zodat zich daarover géén a.f.- of v.f.-spanning kan ontwikkelen.
Er zijn echter enige voorwaarden, die bij de ontvangst van het interdraaggolfsysteem beslist in acht genomen moeten worden.
Eén daarvan is, dat men aan de zenderzijde er angstvallig voor moet waken, dat de beide draaggolven voor resp. geluid en beeld steeds op een onderlinge afstand van 5,5 MHz moeten liggen.
Een tweede conditie is, dat het wit-peil niet beneden 10 % (fig. 7, les 3) van de max. modulatie moet liggen, anders zou op de ogenblikken dat het beeld helemaal wit is of tijdens pauzen van het beeld ook geen geluid ontvangen kunnen worden; f_{mb} zou dan immers ontbreken en wanneer één van de twee draaggolven ontbreekt is onze 2e menging onmogelijk.
Ten derde mag de beeldzender geen enkele frequentiemodulatie bevatten; bij goed ontworpen zenders is dat inderdaad zo (op papier); in de praktijk blijkt dit wel een heel moeilijk punt te zijn.
Nu nog een ander voordeel van de interdraaggolfmodulatie; de afstemming van de ontvanger is veel minder kritisch. Met name behoeft de stabiliteit van de oscillator in de mengtrap aan veel minder hoge eisen te voldoen.
Kijk, vanzelfsprekend is een zekere stabiliteit van de oscillatorfrequentie noodzakelijk voor de b e e l d o n t v a n g s t maar bij een dergelijke brede band kan de oscillator-frequentie heus wel een eindje verlopen voordat de beeldkwaliteit achteruit gaat. Een afstemfout van 200 kHz is nauwelijks waarneembaar.
Voor de geluidsontvangst ligt dit echter heel veel ongunstiger; bij het relatief veel smallere geluidskanaal zal enig oscillatorverloop snel tot achteruitgang van geluidsterkte leiden bij AM-geluid, terwijl bij FM werkelijk de volledige geluidsontvangst geheel in het water zal vallen.
Eerst zullen we het geval behandelen van FM voor het geluid,



Schema van een handelsontvanger (geluidskanaal volgens het interdraaggolfsysteem).

zónder toepassing van intercarrier modulatie doch met parallel middelfrequentversterker.
In fig. 31 B zien we de plaats van resp. de beelddraaggolf en de geluidsdraaggolf aangegeven. De kromme laat zien dat de ontvanger goed is afgestemd. De beelddraaggolf zit midden in de Nyquist-flank, terwijl de geluidsdraaggolf ca. 0,250 MHz = 250 kHz van de zijkant afzit. Zie les 3, tabel op pag. 16 (f 6). Zie ook fig. 32 van les 5.
In fig. A zien we dat de ontvanger „er naast" staat afgestemd, doordat de oscillator verlopen is. Slechts één zijde van de „swing" kan „ontvangen" worden. Resultaat: heel zachte geluidsweergave. Op het beeld heeft een dergelijk grote misafstemming ook een funeste uitwerking.
In fig. C zien we dat de oscillator naar de „andere kant" verlopen is. Ook de absorbtiefilters staan „er naast". Resultaat: Zeer luid geluid doch een sterke vervorming is nog hinderlijker. Beeldontvangst zwakker.
Voor A.M. geluidsontvangst zal een dergelijke drift (= ver-

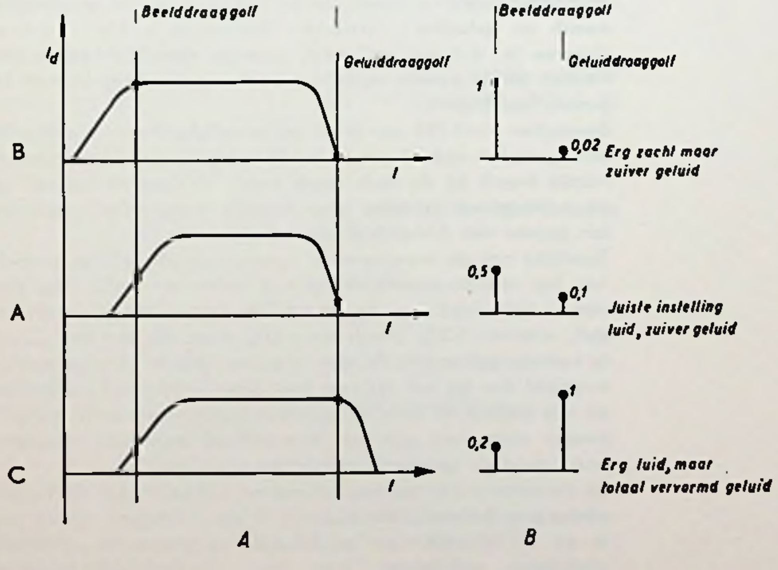


Fig. 31

Fig. 32
Geluid in het beeld (AM).

lopen) van de oscillator verlies aan geluidsterkte en afsnijden van de hoge tonen betekenen in geval B; in geval C is het tegendeel het geval, maar geluid in het beeld is niet te ontgaan evenals bij FM omdat de absorbtiefilters er naast staan.

In fig. 32 zien we „geluid in beeld" bij AM, in fig. 33 bij FM. De maximaal toelaatbare frequentie-drift van de oscillator bedraagt 0,01 % voor ontvangers met 2 gescheiden geluids-m.f.-ontvangers voor beeld en geluid; bij toepassing van het intercarrier-systeem kan 0,15 % nog worden toegelaten.

Bij een oscillatorfrequentie van 199 MHz (kanaal 5) betekent 0,01 % een verloop van 19,9 kHz; 0,15 % van 199 MHz is altijd nog wel 29,850 MHz, maar toch gemakkelijker te verwezenlijken.

In het algemeen kunnen we wel vaststellen, dat het FM voor het geluid, gevoegd bij het intercarrier systeem grote vereenvoudigingen in de bouw van televisieontvangers mogelijk maakt; de kromme van de m.f.-versterker kan een veel symmetrischer beeld vertonen dan bij het systeem met gescheiden beeld- en geluid-m.f.-versterkers het geval is. Het voordeel daarvan is, dat we niet veel scherpe absorbtiekringen behoeven toe te passen, waardoor de fazevervorming binnen de perken kan blijven.

Bovendien heeft FM een grote ongevoeligheid voor elektrische storingen; het nadeel van de brede in beslag genomen zenderruimte treedt bij de toch reeds brede TV-banden geheel op de achtergrond. In feite is er feitelijk geen enkel argument ten gunste van AM-geluid aan te wijzen.

Tenslotte zou de vraag gesteld kunnen worden, of het gebruik van het interdraaggolfsysteem nog bezwaren heeft. Nu, die zijn er inderdaad; o.a. de afhankelijkheid van de beeld-draaggolf, waarvan 10 % steeds aanwezig moet zijn om het geluid te kunnen ontvangen. En dan is er een groter kans op beeld-in-geluid dan bij het systeem met afzonderlijke m.f.-versterker en ook bestaat de kans op geluid-in-beeld wanneer de geluidzender maar een geringe hoeveelheid amplitude-modulatie bezit naast de gewenste frequentie-modulatie.

En tenslotte is het systeem geheel onbruikbaar voor de België ontworpen 4-standaardontvangers. Maar overigens vinden we in de CCIR-landen en in Amerika tegenwoordig praktisch uitsluitend ontvangers met het interdraaggolfmodulatie-systeem.

BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

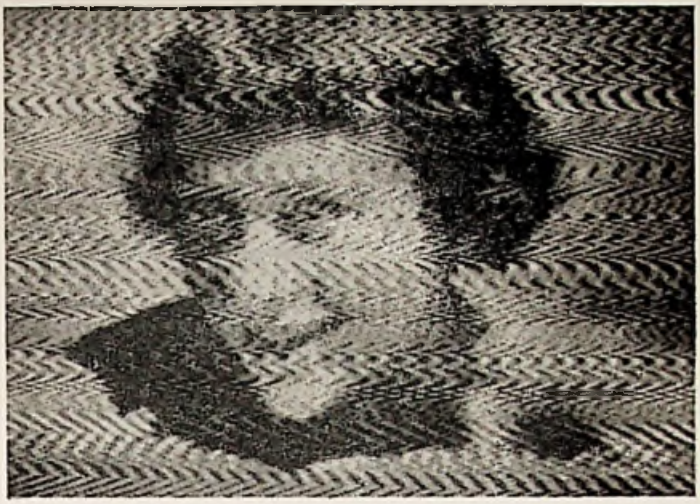


Fig. 33
Geluid in het beeld (FM).

VRAGEN BIJ DE ZESDE LES

Zoek bij het beantwoorden van de vragen een middenweg tussen telegramstijl en een ellenlang verhaal. En bedenk dat ik spoedig dóór heb of iemand de les werkelijk bestudeerd heeft of dat hij de les overschrijft. Want ook dat blijkt voor te komen.

1. Noem de voordelen van het interdraaggolfsysteem.
2. Noem enige nadelen van het interdraaggolfsysteem.
3. Zouden we het interdraaggolfsysteem kunnen toepassen bij positieve beeldmodulatie?
4. Vertel in een blokschema waar we het m.f.-signaal voor de geluids-middelversterker kunnen uitkoppelen bij gebruik van een afzonderlijke geluids-m.f.-versterker.
5. Idem waar we het m.f.-signaal kunnen aftappen bij het interdraaggolfsysteem.
6. Wat gebeurt er met het geluid en het beeld wanneer de oscillator-frequentie in de mengtrap niet stabiel is:
   a) bij het interdraaggolfsysteem?
7. b) bij het andere systeem?
8. Wat is de grondgedachte waarop zowel de ratio-detector als de faze-discriminator berusten?
9. Vertel wat een ratio-detector doet.
10. Vertel wat een faze-discriminator doet.
11. Wanneer hebben we een begrenzertrap nodig?
12. Teken het principe van het interdraaggolfsysteem.
13. Waartoe dient pre- en de-emphasis?
14. Op welke frequentie is de m.f.-geluids-versterker afgestemd bij het interdraaggolfsysteem? Mogen we daarvoor ook een andere frequentie kiezen?
15. Vertel, hoe de luidheid wordt overgeseind bij een FM-uitzending en tevens waaruit de toonhoogte blijkt.